

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-274502

(43)Date of publication of application : 20.10.1995

(51)Int.Cl.

H02M 3/28

(21)Application number : 06-083635

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 31.03.1994

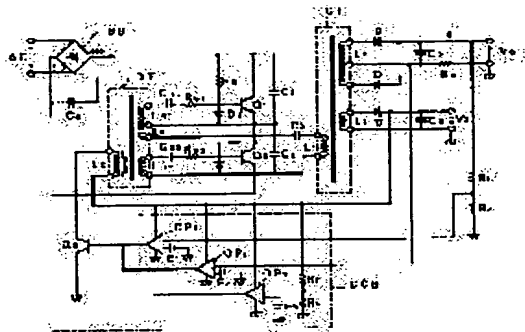
(72)Inventor : OGURA NOBUO

(54) CURRENT RESONANCE TYPE SWITCHING REGULATOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To perform the stabilization of an output voltage and the protection of a power supply circuit without providing an auxiliary power supply.

CONSTITUTION: A ternary winding L3 is provided in a conversion transformer(CT) is intermitted by switching transistors Q1, Q2, and the output V3 thereof is supplied to a detection circuit block (CCB) for detecting an output voltage and an output current as a power supply. The ternary winding L3 is arranged so that a coupling coefficient K with respect to a primary winding L1 becomes larger than that with respect to a secondary winding L2, thereby making it feasible to output a control current from a detection circuit even when the output of the secondary side goes down.



BEST AVAILABLE COPY

書誌

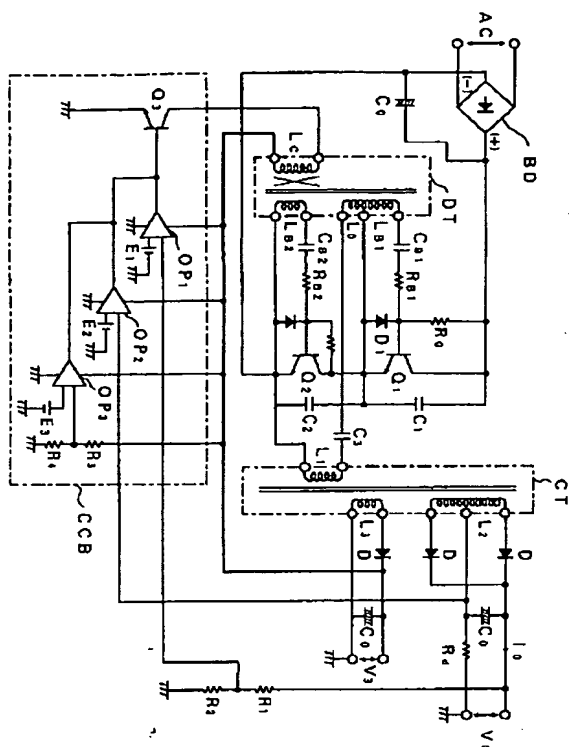
(19)【発行国】日本国特許庁(JP)
(12)【公報種別】公開特許公報(A)
(11)【公開番号】特開平7-274502
(43)【公開日】平成7年(1995)10月20日
(54)【発明の名称】電流共振型スイッチングレギュレータ
(51)【国際特許分類第6版】

H02M 3/28 V
 Q
 Y

【審査請求】未請求
【請求項の数】5
【出願形態】FD
【全頁数】6
(21)【出願番号】特願平6-83635
(22)【出願日】平成6年(1994)3月31日
(71)【出願人】
【識別番号】000002185
【氏名又は名称】ソニー株式会社
【住所又は居所】東京都品川区北品川6丁目7番35号
(72)【発明者】
【氏名】小倉 伸郎
【住所又は居所】東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
(74)【代理人】
【弁理士】
【氏名又は名称】脇 篤夫(外1名)

要約

(57)【要約】
【目的】電流共振型スイッチング電源において、補助電源を設けることなく出力電圧の安定化と電源回路の保護を行う。
【構成】スイッチングトランジスタQ1、Q2によって断続されているコンバートランス(CT)に対して3次巻線L3を設け、この出力V3を出力電圧及び電流を検出している検出回路ブロック(CCB)の電源として供給する。3次巻線L3は、2次巻線L2より1次巻線に対して結合係数Kが大きくなるように配置することによって、2次側の出力ダウンの際にも検出回路より制御電流を出力可能とする。



請求の範囲

【特許請求の範囲】

【請求項1】スイッチング素子とコンバートランス及び前記スイッチング素子のスイッチング周波数をコントロールする制御手段を備えている電流共振型スイッチングレギュレータにおいて、上記コンバートランスは1次巻線に対して出力用の2次巻線及び制御用の3次巻線を備え、上記1次巻線を挟むように上記出力用の2次巻線と制御用の3次巻線を配置し、上記2次巻線に短絡が生じた時に上記3次巻線の出力電圧が所定の電圧を維持できるようにしたことを特徴とする電流共振型スイッチングレギュレータ。

【請求項2】上記3次巻線から出力される直流電圧が上記コンバートランスの出力側に設けられている検出回路の駆動電源とされていることを特徴とする請求項1に記載の電流共振型スイッチングレギュレータ。

【請求項3】上記制御手段は上記スイッチング素子にドライブ信号を供給するためのドライブトランスと、このドライブトランスのリアクタンスを変化させるための制御巻線を備え、該制御巻線に少なくとも上記3次巻線から出力させた直流電圧の変動成分に対応する電流が供給されていることを特徴とする請求項2に記載の電流共振型スイッチングレギュレータ。

【請求項4】上記制御巻線には上記2次巻線に流れる過電流成分に対応する電流が供給されるようにしたことを特徴とする請求項3に記載の電流共振型スイッチングレギュレータ【請求項5】上記制御巻線には2次巻線から出力される直流電圧の変動成分に対応する電流が供給されることを特徴とする請求項4に記載の電流共振型スイッチングレギュレータ

詳細な説明

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は電流共振型スイッチングレギュレータに係わり、特に電流共振型スイッチングレギュレータにおいて出力側に短絡事故等が生じた時にも適正な制御が行われる制御手段を有するものである。

【0002】

【従来の技術】従来の電流共振型スイッチングレギュレータは所定のスイッチング周波数によってオン／オフ制御されるトランジスタと、このトランジスタによって断続される電流が流れるコンバータトランスを備え、このコンバータトランスの2次側に巻線されているコイルから出力電圧を得るように構成されている。また、上記コンバータトランスの1次側のコイルは直列に接続されている共振コンデンサによって共振回路を構成しており、この共振回路の共振周波数と前記スイッチング周波数が一致したときに最大の出力電圧が得られるように制御する制御手段が付加されている。

【0003】この制御手段は、例えばスイッチングトランジスタの入力端子側に接続されているドライブトランスと、該ドライブトランスのインダクタンスを制御するための制御回路によって構成されており、例えばコンバータトランスの出力変動に対応する電圧、又は電流を検出して前記ドライブトランスに付加されている制御巻線に流す電流をコントロールすることによって、スイッチング周期を変化し、コンバータトランスの出力変動を解消する方向に制御するようになされている。

【0004】図8は共振型スイッチング電源の共振インピーダンス Z とスイッチング周波数 F の関係を示したもので、この図に見られるように共振型スイッチング電源の場合は、一般的にスイッチング周波数 F が高くなると共振インピーダンス Z が高くなり、ドライブ電流が減少することによって出力電圧が低下するようなアッパーサイド制御とされており、例えば定常動作時のスイッチング周波数を F_1 に設定し、出力電圧が低下した時に前記制御巻線に流す電流によってドライブトランスのインダクタンス(L_B)が大きくなるようにコントロールすることによってスイッチング周波数を下げ、定電圧特性を持たせることができるようにしている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところで、このような電流共振型スイッチングレギュレータはコンバータトランスの2次側出力に重大な事故が発生し、例えば出力が短絡するような場合は、出力電圧を検出する回路の電源もダウンしてしまい制御不能に陥ってしまうという問題がある。

【0006】そこで、従来の電流共振型スイッチングレギュレータではコンバータトランスの2次側に独立した補助電源回路を設け、この補助電源回路から制御回路の電源を供給したり、あるいは2次側における制御が不能になる前に1次側で短絡事故を検出してスイッチング動作を停止する制御を行ったり、また2次側の出力ラインにインピーダンス素子を介入して負荷に電源を供給するように構成し、電源供給回路が短絡したときでも出力用の巻線に電圧が残るようにすることが行われている。

【0007】しかしながら、補助電源を設けることは電源回路を大型化すると共に、部品点数を増加するという問題がある。また、1次側で検出する方法は正確な検出が困難であり誤動作の原因になる。さらに出力端子と負荷回路の間にインピーダンスを挿入しておく方法は、交流ラインにインダクタンスを入れるときは整流ダイオードに逆電圧が印加されて素子を破壊する場合が生じる。同様に、直流ラインに抵抗を介入して電源を供給する方法は電力損失を増加することになり、さらに多出力型の時にはクロスレギュレーションが悪化するという問題があった。

【0008】本発明はこのような問題点にかんがみてなされたものであって、特にスイッチング電源の出力側で電源回路が短絡した時にも安定した電流制御が実現できるようにしたものである。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明はスイッチング素子とコンバータトランス及び前記スイッチング素子のスイッチング周波数をコントロールする制御手段を備えている電流共振型スイッチングレギュレータにおいて、前記コンバータトランスは1次巻線に対して出力用の2次巻線及び制御電源用の3次巻線を備え、前記1次巻線を挟むように上記出力用の2次巻線と制御用の3次巻線を配置し、前記2次巻線に短絡が生じた時に上記3次巻線の出力電圧が所定の電圧を維持できるようにしている。

【0010】また、前記3次巻線から出力される直流電圧が前記コンバータトランスの出力側に設けられている検出回路の駆動電源とされており、前記スイッチング素子にドライブ信号を供給するためのドライブトランスと、このドライブトランスのリアクタンスを変化させるための制御巻線を設け、この制御巻線に少なくとも前記3次巻線から出力させた直流電圧の変動成分に対応する電流が供給されている。

【0011】さらに、前記制御巻線には前記2次巻線に流れる過電流成分に対応する電流、及び直流電圧の変動成分に対応する電流が供給されるように構成されている。

【0012】

【作用】本発明は上記したように2次側の出力電流及び電圧を検出する検出回路に対して、コンバータトランスの2次巻線と離れた位置に設けられている3次巻線に誘起される電圧を供給するように構成することによって、2次側の短絡によっても検出回路のダウンが生じないようにしており、安定して電流制御が継続される。

【0013】また、スイッチングトランジスタを制御している制御回路に2次側出力の過電流、及び過電力に対応する信号成分を重畳して供給することによって、定電圧特性と共に過電流や過電力によって電源回路がダウンすることを保護することもできる。

【0014】

【実施例】図1は本発明の電流共振型スイッチングレギュレータの回路例を示したもので、商用電源ACはダイオードブリッジ整流回路BDにおいて直流電圧に整流され、この直流電源に対して直列に接続されている2個のスイッチングトランジスタQ1、Q2に供給されている。スイッチングトランジスタQ1、Q2の中間点はドライブトランスDTのコイルL0、共振コンデンサC3、コンバータトランスCTの1次巻線L1を介してマイナス電源に接続され、ハーフブリッジ型の電流共振型スイッチング回路とされている。

【0015】スイッチングトランジスタQ1、Q2のスイッチング周期は直交型のドライブトランスDTの巻線LB1、LB2、コンデンサCB1、CB2、抵抗RB1、RB2からなる直列共振周波数によってスイッチング周波数が決定される。なお、R0は起動抵抗、C1は保護コンデンサ、D1はダンパーダイオードを示す。

【0016】コンバータトランスCTの出力側には2次コイルL2と3次コイルL3が巻き回されており、後述するように3次コイルL3に誘起された電圧はダイオードDによって整流された直流電圧をV3を形成し、この電圧によって出力側の電流及び電圧を検出する検出回路が駆動されるようになされている。また、コンバータトランスCTの2次コイルL2に誘起された電圧は同じく整流ダイオードDによって全波整流され、所定の回路に電圧V0として供給されることになる。なお、C0は平滑コンデンサである。

【0017】一点鎖線で囲ったCCBは前記した直交トランスで構成されているドライブトランスDTを制御して過電力制御、過電流制御、定電圧制御を行う制御回路であり、定電圧制御を行うための検出回路として差動アンプOP1、過電流制御を行うための検出回路として差動アンプOP2、過電力制御を行うための検出回路として差動アンプOP3が設けられている。そして、これらの各差動アンプの出力がトランジスタQ3を駆動し、前記ドライブトランスDTの制御巻線LCに制御電流を流すようにしている。

【0018】なお、E1、E2、E3は基準電圧源、抵抗R1、R2は2次巻線L2の出力電圧V0を検出するための分圧抵抗、R3、R4は3次巻線L3の出力電圧V3を検出するための分圧抵抗を示す。また、抵抗Rdは負荷に供給されている電流I0を検出するための検出抵抗を示す。

【0019】上記したスイッチング電源回路は良く知られているように、スイッチングトランジスタQ1、Q2が交互にオン／オフを繰り返すことによってコンバータトランスの1次側コイルL1に交番電流を流し2次側の出力に所定の交番電圧を出力するものであるが、図8で示したように共振コンデンサC3の容量値とコンバータトランスCTのリアクタンス(漏洩インピーダンス)のよる共振インピーダンスZがスイッチング周波数と一致するときに最大の電力が出力側に転送されることになる。

【0020】したがって、コンバータトランスCTの出力側に生じる電圧及び電流を検出してスイッチング周波数を制御しているドライブトランスDTの制御巻線LCに流れる電流を制御すると、すなわち制御巻線LCによってドライブトランスDTの磁気飽和特性をコントロールし、ドライブコイルLB1、LB2の呈するインダクタンスを変化してやれば、スイッチング周波数を変化することにより出力側の電源電圧を一定の値となるように制御することができる。また、本発明の場合は以下に述べるように出力側が操作ミス、又は短絡事故を起こしたときには過負荷の状態を検出して出力電圧を抑制したり、過電流負荷となった時に出力電圧を抑制することもできる。

【0021】図2(a)は本発明の電流共振型スイッチングレギュレータにおいて採用されているコンバータトランスCTの概要を示したもので、同図(b)は巻線されているボビンBの部分の断面としたものである。この図に示されているように本発明の電流共振型スイッチングレギュレータではトランスのコアに対して1次巻線L1を巻回すると共に、この1次巻線L1と分離した位置に2次巻線L2が巻かれており、さらの3次巻線L3はこの2次巻線から離れた方向に、かつ1次巻線L1に近接して配置されてい

る点に特徴がある。

【0022】したがって、上記構成によると2次巻線L2と3次巻線L3の結合係数はかなり小さいものとなり、2次コイルに誘起される電圧と3次コイルL3に誘起される電圧は必ずしも比例した変化をしないことになる。すなわち、図3に示すように2次巻線の出力電圧V0によって負荷に供給されている電流をI0とした時に、スイッチング電源の定電圧特性によって負荷電流I0が増加した時にも出力電圧V0を一定に保持することができるが、この時3次コイル側の負荷が一定(軽負荷)であれば、1次コイル側から供給されているドライブ電流が増加することによって3次コイルに誘起される電圧は増加し、その出力電圧V3は一点鎖線に示すように高くなる。

【0023】そして、負荷回路の短絡等によって2次巻線L2の出力電圧V0がゼロとなるような事故が発生した時でも3次巻線L3の最低電圧はVminを保持することが可能にされる。本発明はこの最低電圧Vminが前記した検出回路ブロックCCBに対する動作電圧として十分な値となるように設定することによって、負荷側の操作ミスや、短絡事故によって電流共振型スイッチングレギュレータの制御が失われることがないようにしている。

【0024】図4は2次巻線に流れる負荷電流の過電流を検出する検出回路の具体例を示したもので、3次巻線L3の出力電圧V3より制御電流が供給されるようにしている。この図でDAはシャントレギュレータ(例えば、商品名TL431)であり、出力電圧V0の電圧を抵抗r2、r3で分圧しその変動成分に対する電流を前記ドライブトランスの制御巻線LCに供給し2次巻線の電圧を安定化している。また、トランジスタQ4は前記検出抵抗Rdの電圧ドロップを検出し、この電圧がトランジスタQ4のVbe以上になると導通制御される。そして、このオン電流が抵抗r4を介して前記制御巻線LCに重畳され、スイッチング周波数を所定の高い周波数に変化させる。このスイッチング周波数はコンバータトランスCTの2次側短絡時の漏洩インピーダンスと共振コンデンサC3で決定される周波数以上とすることが好ましい。

【0025】次に、図5に示すように検出回路を構成する差動アンプOP3によって出力電圧V3の電圧がある値以上にならないように制御すると、2次コイル側の出力V0は負荷電流I0の増加にしたがって降下するような特性になる。したがって、このある値以上で出力電圧V3を監視し、この出力電圧V3が所定の値以上になった時、制御巻線LCに電流を流すように制御すると過電力制御を行わせることができる。

【0026】図6はこのような制御を行うための検出回路の具体例を示したもので、前記したシャントレギュレータDAに対してツェナダイオードDZを並列に接続している。出力電圧V3がある値以上になるとツェナダイオードDZが導通し、3次巻線から出力されている電圧V3から制御巻線LCに電流が重畳して供給されることになる。その結果、1次側から供給される電力が制限され過電力状態が緩和されることになる。

【0027】図7は前記したシャントレギュレータの具体例を示す等価回路であって、集積化されたデバイス回路として使用されている。この回路に見られるように図6R>6のシャントレギュレータのカソード端子K、アノード端子A、及び参照信号端子Rに対応した端子が設けられている。この等価回路内には2.495Vのバンドギャップによる基準電圧を内蔵しており、この基準電圧と参照電圧の差に基づいて出力電流が流れるように動作する。

【0028】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の電流共振型スイッチング電源は1次巻線と出力用の2次巻線の結合係数K1に対して、1次巻線と制御用の3次巻線の結合係数が大きくなるようにしたコンバータトランスの3次巻線によって出力側の負荷回路に供給される電流、及び電圧を検出する検出回路の駆動電源を構成しているから、補助電源を設けることなく自励式のコンバータの過電流制御、及び過電力制御を行うことができるという効果がある。

【0029】また、これらの制御は従来のコンバータに比較して極めて少ない部品点数で達成できるためコストダウンを計ることができる。

図の説明

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の電流共振型スイッチング電源とその制御系を示す回路図である。

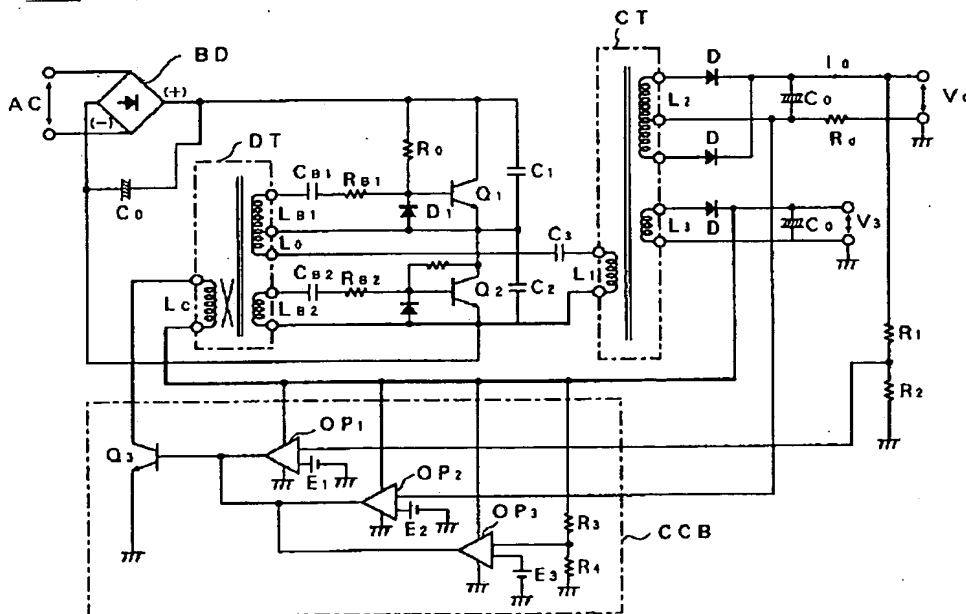
- 【図2】本発明に適応されるコンバータトランスの概要と断面図を示す。
 【図3】コンバータトランスの出力特性を示す図である。
 【図4】過電流を防止するための制御回路例を示す。
 【図5】出力電圧 V_O を一定にした時の制御電圧の傾向を示す図である。
 【図6】過電力制御を行う時の実施例を示す図である。
 【図7】シャントレギュレータの具体例を示す図である。
 【図8】電流共振型スイッチング電源の制御周波数を説明する図である。

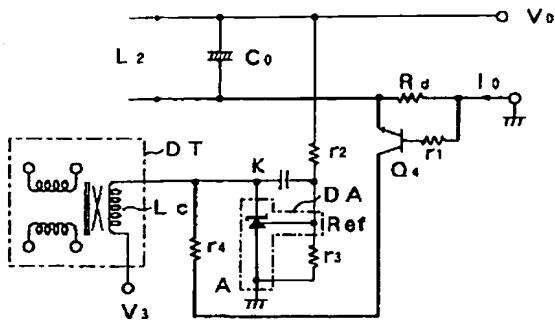
【符号の説明】

L1 1次巻線
 L2 2次巻線
 L3 3次巻線
 Q1、Q2 スwitchングトランジスタ
 CT コンバータトランス
 DT ドライブトランス
 CCB 検出回路ブロック

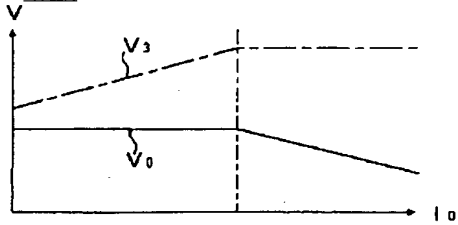
図面

【図1】

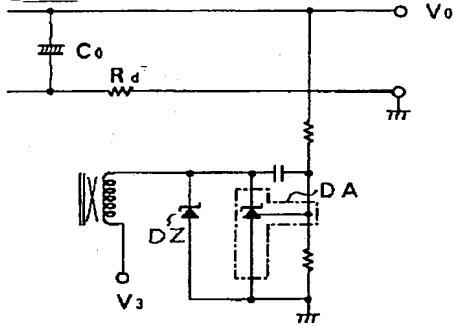




【図5】

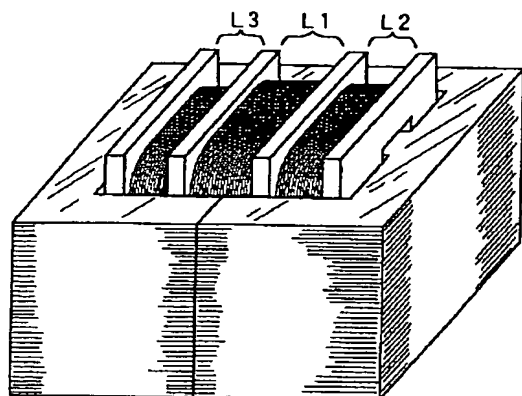


【図6】

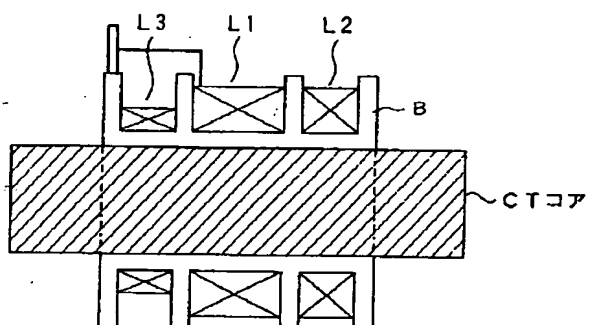


【図2】

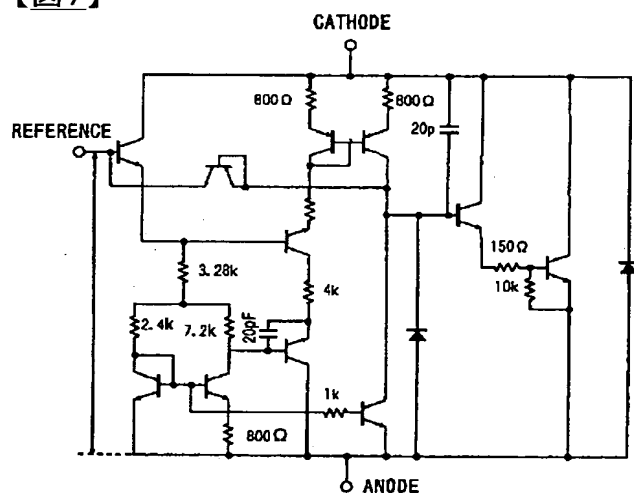
(a)



(b)



【図7】



【図8】

